

## تحسين خطية مضخمات الاستطاعة في الهوائيات المصفوفية عند الترددات الميلي مترية

م. عدي قاسم\*

(تاريخ الإيداع ٢٠٢٣/٣/٢ . قُبِلَ للنشر في ٢٠٢٣/٧/٢٦ )

□ ملخص □

تعد الهوائيات الكثيفة من التقنيات العملية والفعالة في أنظمة الأمواج الميلية مترية وذلك بسبب الطول الموجي الصغير للموجة المُرسلة، حيث يصبح من السهل حشر عدد أكبر من عناصر الهوائي ضمن أبعاد فيزيائية صغيرة لأن البعد بين عناصر الهوائيات ضمن المصفوفة يمثل عدداً صحيحاً من نصف طول الموجة، ويعتبر الهوائي الكثيف أيضاً من التقنيات المهمة للاستخدام في الأنظمة الميلية مترية لأن طاقة إشعاعه صغيرة نظراً لصغر أبعاده الفيزيائية، وبما أن تخامد الإرسال للإشارات الميلية مترية كبير جداً فإنه من الضروري استخدام هوائيات عالية الاتجاهية للحصول على أكبر قدر من طاقة الإشارة في جهة الاستقبال وموجهة بالاتجاه الصحيح، لذلك كان لابد من استخدام هوائي قابل للضبط والتوجيه بدلاً من التركيز على هوائيات ذات ربح عالٍ جداً، وهنا أصبح عمل الأنظمة الميلية مترية والهوائيات الكثيفة متكاملًا، وكلما كان الهوائي ذو اتجاهية أعلا كلما حصلنا على ربح هوائي أكبر، وبالتالي ضياع أقل للاستطاعة المُرسلة أو بمعنى آخر عدد أقل من الوريقات الجانبية غير المفيدة، وتؤثر عدة عوامل على اتجاهية الهوائيات بشكل عام، ومن بينها مضخمات الاستطاعة المستخدمة Power Amplifiers، وكلما انخفضت خطية المضخمات المستخدمة تأثر ربح الهوائي سلباً، سنعمل في بحثنا هنا التركيز على تحسين خطية المضخمات وبالتالي زيادة اتجاهية الوريقة الإشعاعية الرئيسية للهوائي وصولاً إلى ربح أكبر للهوائي.

**الكلمات المفتاحية:** الهوائي الكثيف، ربح الهوائي، مضخمات الاستطاعة، الوريقة الرئيسية، الوريقات الجانبية.

\*ماجستير في هندسة تكنولوجيا الاتصالات، كلية هندسة تكنولوجيا المعلومات والاتصالات، جامعة طرطوس،

## Enhancing linearity of PAs in Massive MIMO Antennas using Mm wave frequencies

**\*Eng. Odai Kassem**

(Received 2/3/2023 . Accepted 26/7/2023)

### □ ABSTRACT

Massive MIMO Antennas are considered to be one of the most practical and effective techniques in Mm wave antenna systems due to the small wave length of transmitted signal, where it gets easier to deploy higher number of antenna elements within smaller physical dimensions while the distance between antenna elements is an integer of the half wave length, Massive MIMO antenna technique is important for its low radiation power. While Mm transmitted signal attenuation is much bigger than other kind of signals, then we need high directional antenna systems to gain as much as possible of signal power and well directed to the right target, thus it was highly recommended to use a high directive antenna rather than using high gain antenna and here it comes Massive MIMO and Mm waves systems to work together to achieve higher antenna gain, low transmitted power loss and lower unwanted side lobes. Many factors affect antenna's directivity like power amplifier's linearity, and the less the linearity is, the less antenna's directivity is. In our research here, we try to enhance PA's linearity so this will bring more directivity to the antenna's main beam and get more antenna gain

**Key words:** Massive MIMO, Antenna Gain, Power Amplifiers, Main Beam, Side Lobes.

---

\* Master of Communications Technology Engineering, Faculty of Information & Communication Technology Engineering, Tartous University, Syria

**١ - مقدمة:**

تعد مضخمات الاستطاعة Power Amplifiers معدّات غير خطية بشكل أساسي، وتستخدم بشكل كبير في مختلف نظم الاتصالات الحديثة، وتتطور الاتصالات اللاسلكية بشكل عام والخليوية بشكل خاص وفق وتيرة مضطربة، ولكون الإشارات المرسلّة معدّلة في معظمها تعديلاً متعدد الحوامل فإن غلاف مطال الإشارة المعدلة غير الثابت يحفز من اللاخطية ضمن المرسل بشكل لا يمكن الهروب منه، وهذا السلوك غير الخطي للمرسل ينتج بشكل أساسي من مضخمات الاستطاعة PAS وتنتج معظم اللاخطية نتيجة عمل مضخم الاستطاعة في منطقة الاشباع Saturation Point من أجل اعتبارات متعلقة بفعالية الطاقة Power Efficiency المستخدمة [1]، إن عملية التضخيم ضمن مضخمات الاستطاعة هي عملية يتم فيها الموازنة بين فعالية الطاقة و بين خطية المضخم، بمعنى آخر يوجد علاقة تناسب عكسي بين فعالية المضخم وبين خطيته، لذلك فإن المضخمات غير الخطية nonlinear Pas هي مضخمات مرغوبة بشكل أساسي من أجل فعاليتها، ولكن يتمثل الثمن الذي ندفعه من أجل الحصول على مضخمات بفعالية عالية هو أن لاخطية هذه المضخمات تؤدي إلى إعادة نمو الطيف الترددي Spectral regrowth وانتشاره مما يزيد من تداخل الإشارات المرسلّة عبر قناة الاتصال، ومن تضعيف ضمن الحزمة In-Band Distortion وهذا بدوره يضعف من أداء معدل خطأ البت BER [2]، ومع تطور الاتصالات اللاسلكية و الخليوية وانتشار استخدام أنماط التعديل متعدد الحوامل (مثل تعديل OFDM وتعديل FBMC) التي تتميز بحساسية عالية لخاصية اللاخطية لمضخمات الاستطاعة مما زاد الأمر سوءاً، بسبب نسبة Peak-to-Average العالية، وتذبذب fluctuation متوازي في أغلفة envelopes الإشارة المرسلّة، ولتحسين الإشارة المرسلّة والتقليل من معدل خطأ البت قدر الإمكان نحتاج هنا إلى زيادة خطية مضخم الاستطاعة وهذا ما نحاول القيام به في بحثنا هنا.

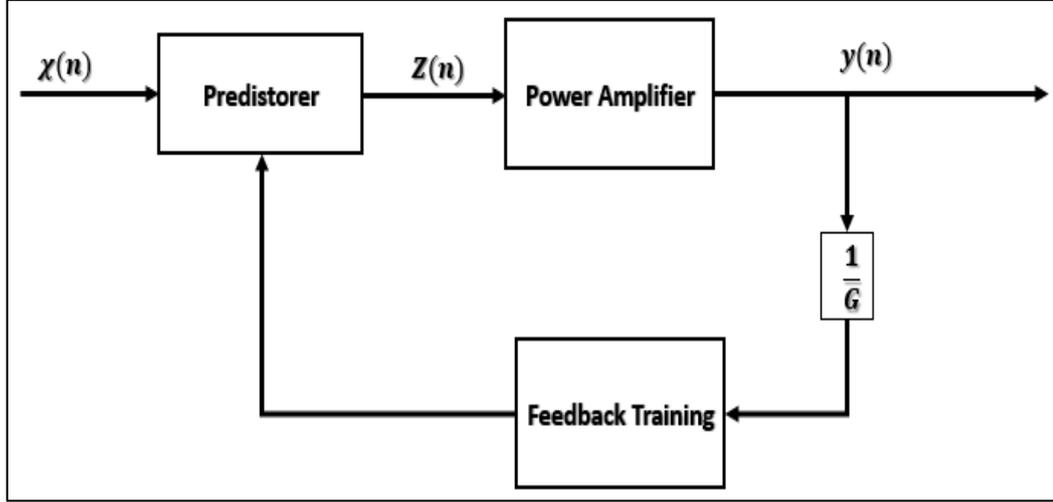
**٢-هدف البحث:**

يهدف هذه البحث إلى التحسين من خطية مضخمات الاستطاعة المستخدمة ضمن نظام يستخدم الأمواج الميلي مترية ذات الترددات العالية، ومن ثم تطبيق خوارزمية Beam-Oriented Digital (BO-DPD) Predistortion على النظام المقترح، وفي النهاية نقوم بالمقارنة بين أداء النظام قبل وبعد التحسين المذكور باستخدام الخوارزمية المقترحة.

**٣-طرائق البحث ومواده:****٣-١-١-الدراسات المرجعية:****٣-١-١-١-التشويه الاستباقي الرقمي Digital Predistortion:**

يعد التشويه الاستباقي الرقمي أهم التقنيات المستخدمة في تحسين خطية مضخمات الاستطاعة، ويتكون من مشوه استباقي ماقبل المضخم Digital Predistorter يتموضع في مرحلة ما قبل التضخيم و يقوم بعملية توسيع للإشارة وفق خاصية الخطية المتوسعة Expanding Linearity في مقابل الخاصية الضاغطة للإشارة Compressing Characteristic التي يتمتع بها مضخم الاستطاعة [3]، إن الهدف هو الحصول على إشارة على خرج المضخم تكون مساوية لجداء تدرج إشارة الدخل، عند الترددات المنخفضة تكون تأثيرات الذاكرة memory effects للمضخم غير معتبرة ويمكن إهمالها، أما عند استخدام التعديلات الترددية متعددة الحوامل و بترددات عالية كالترددات الميلي مترية العالية جداً فإن تأثير الذاكرة لمضخم الاستطاعة يصبح من غير الممكن إهماله، ينتج تأثير الذاكرة عادة عن تأثيرات كهربائية أو تأثيرات كهربية حرارية، وبشكل عام فإن عملية تحسين خطية المضخم بإهمال تأثيرات الذاكرة هي عملية غير فعالة بشكل كافٍ ويجب الأخذ

بعين الاعتبار تأثير الذاكرة، وهنا يجب تصميم المشوه الاستباقي الرقمي بشكل يراعي تأثير الذاكرة أيضاً [4]، وهنا نحاول الحصول على أفضل عملية تشويه استباقية مقارنة بأكبر قدر للتشوه الحاصل ضمن المضخم، وكلما كان توقع التشويه دقيقاً كلما حصلنا على تحسين أفضل في خطية المضخم، ويبين الشكل (1) آلية التدريب غير المباشر indirect learning للمشوه الرقمي باستخدام حلقة تغذية عكسية لتوقع التشوه الحاصل.



الشكل (1) آلية التدريب غير المباشر للمشوه الرقمي

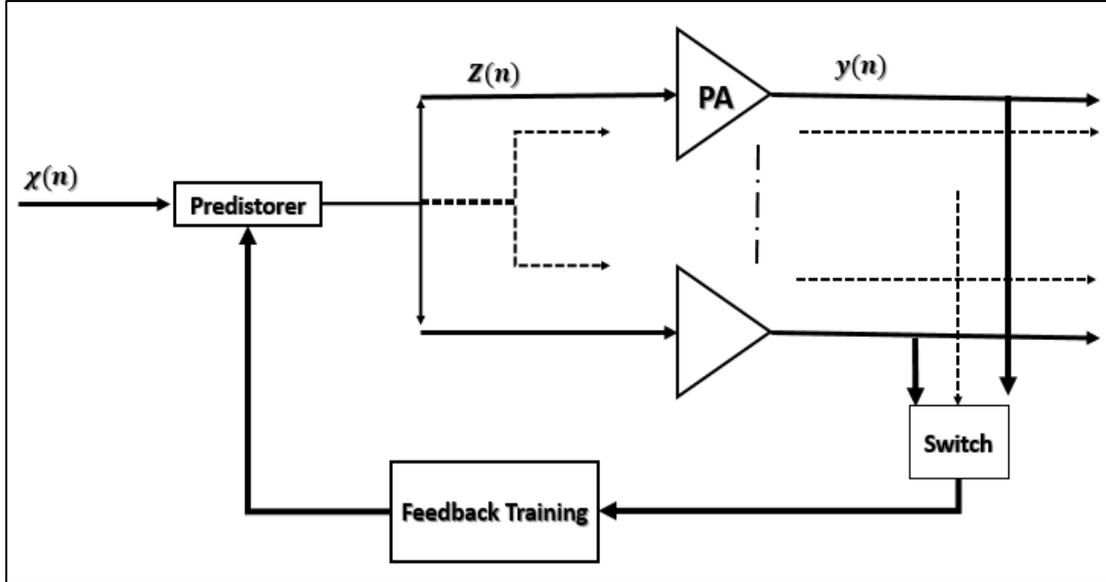
في نظام هوائي مصفوفي كثيف يستخدم الأمواج الملي مترية سيكون من غير المجدي استخدام مثل هذه الآلية لكل مضخم استطاعة لأن عددها كبير و الأبعاد الفيزيائية للهوائي لا تتسع لهذا العدد الكبير من المضخمات المتصلة بمشوهات رقمية و بآلية تدريب مخصصة لكل مضخم [5]، كما أن التكلفة ستكون عالية جداً لتصميم الهوائي، لذلك فإن القيام بعملية تدريب غير مباشر للمشوهات الرقمية مجتمعة وفق عملية تدريب واحدة يعد خياراً أفضل من ناحية تقليل التكلفة و التخفيف من تعقيد بنية الهوائي، إلا أن العدد الكبير لمضخمات استطاعة يفقد حلقة التدريب الآلية الكثير من فعاليتها و يجعل التحسين في خطية المضخمات ضئيلاً جداً لذلك اقترحنا في بحثنا هنا التقليل من عدد المضخمات بتخصيص مضخم واحد فقط لكل مصفوفة فرعية بدلاً من مضخم مخصص لكل عنصر هوائي.

### 3-1-2- خوارزمية التشويه الرقمي الموجه لشعاع الحزمة Beam-Oriented DPD:

اقترحت تقنية التشوه الرقمي الموجه بالشعاع BO-DPD في مضخمات الطاقة الموجودة في جهة الإرسال في مصفوفة هوائي كثيف بتشكيل شعاعي هجين من أجل تحسين خطية الإشارة المرسلّة في الحزمة النهائية الناتجة عن مصفوفة الهوائيات مجتمعةً. [6,7]

نجد في المشوه الرقمي التقليدي أنه يتم تعديل خطية كل مضخم استطاعة على حدى، وهذه الطريقة تعتبر غير عملية في هوائي كثيف مكون من مئات العناصر لكون عدد السلاسل الرقمية أقل من عدد السلاسل الراديوية، ولذلك تستطيع تقنية BO-DPD حل هذه المعضلة ببناء و تعديل خطية الحزمة النهائية ككل بدلاً من تعديل خطية كل مضخم طاقة بمفرده [8,9] ، حيث يتم أخذ عينة توجيه من كل عنصر هوائي ويقوم خط التغذية العكسية الوحيد بدمج هذه العينات ترددياً و المأخوذة من خرج مضخمات الطاقة للحصول على تقدير لحزمة الإشارة الرئيسية من أجل معالجتها ضمن عملية ما قبل التشويه DPD .

نلاحظ من الشكل (٢) المخطط المختصر الذي حققته هذه التقنية بالمقارنة مع تطبيق تغذية عكسية لكل مضخم طاقة على حدى، وهذا ما يُبسّط في تعقيد البنية الفيزيائية للهوائي ويأخذ بعين الاعتبار محدودية الأبعاد الفيزيائية الصغيرة فيما بين عناصر الهوائي.

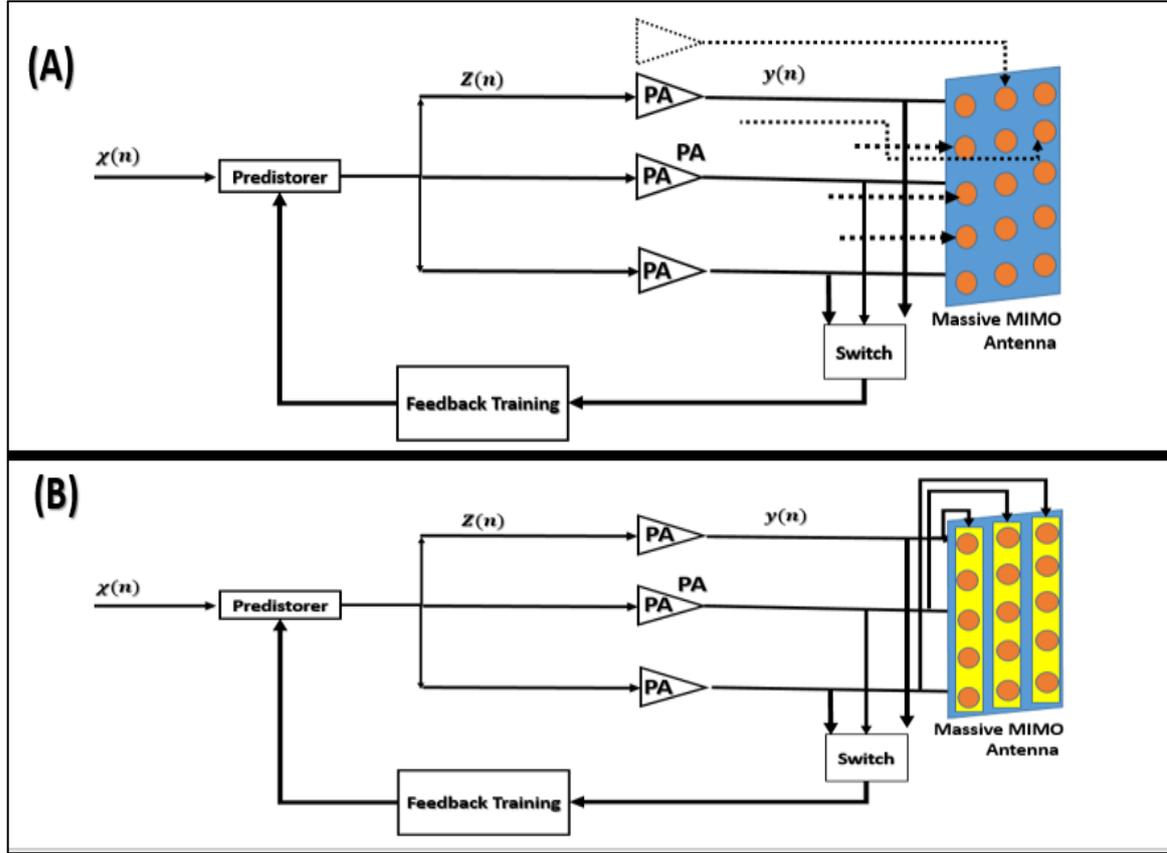


الشكل (٢) خوارزمية BO-DPD

يلعب نوع التعديل المستخدم والتردد العامل دوراً محورياً في تحديد هوية الإشارة المرسلية وآلية التعامل معها مع ما ينتج عن ذلك من تأثير مباشر في فعالية الطيف الراديوي ويتعدى ذلك إلى التأثير في كيفية استهلاك الطاقة وفعالية استثمارها بالشكل الأمثل [10]، لذلك لابد من البحث في تحسين خطية المضخمات وفق الترددات المستخدمة.

### ٣-٢ - هيكلية النظام المقترح:

تقوم فكرة نظامنا المقترح بدايةً على استخدام خوارزمية BO-DPD لتدريب المشوهات الرقمية مجتمعةً، بدلاً من تخصيص سلسلة تدريب (حلقة تغذية عكسية) لكل مشوه رقمي، ومن ثم تحسين أداء سلسلة التدريب الموحدة المستخدمة بتخفيض عدد مضخمات الاستطاعة المتصلة بعناصر الهوائيات خلال واحدة الزمن، وذلك بتخصيص مضخم استطاعة وحيد لكل مصفوفة فرعية من المصفوفة الكلية للهوائي الكثيف. [11,12] كما هو مبين في الشكل (٣).

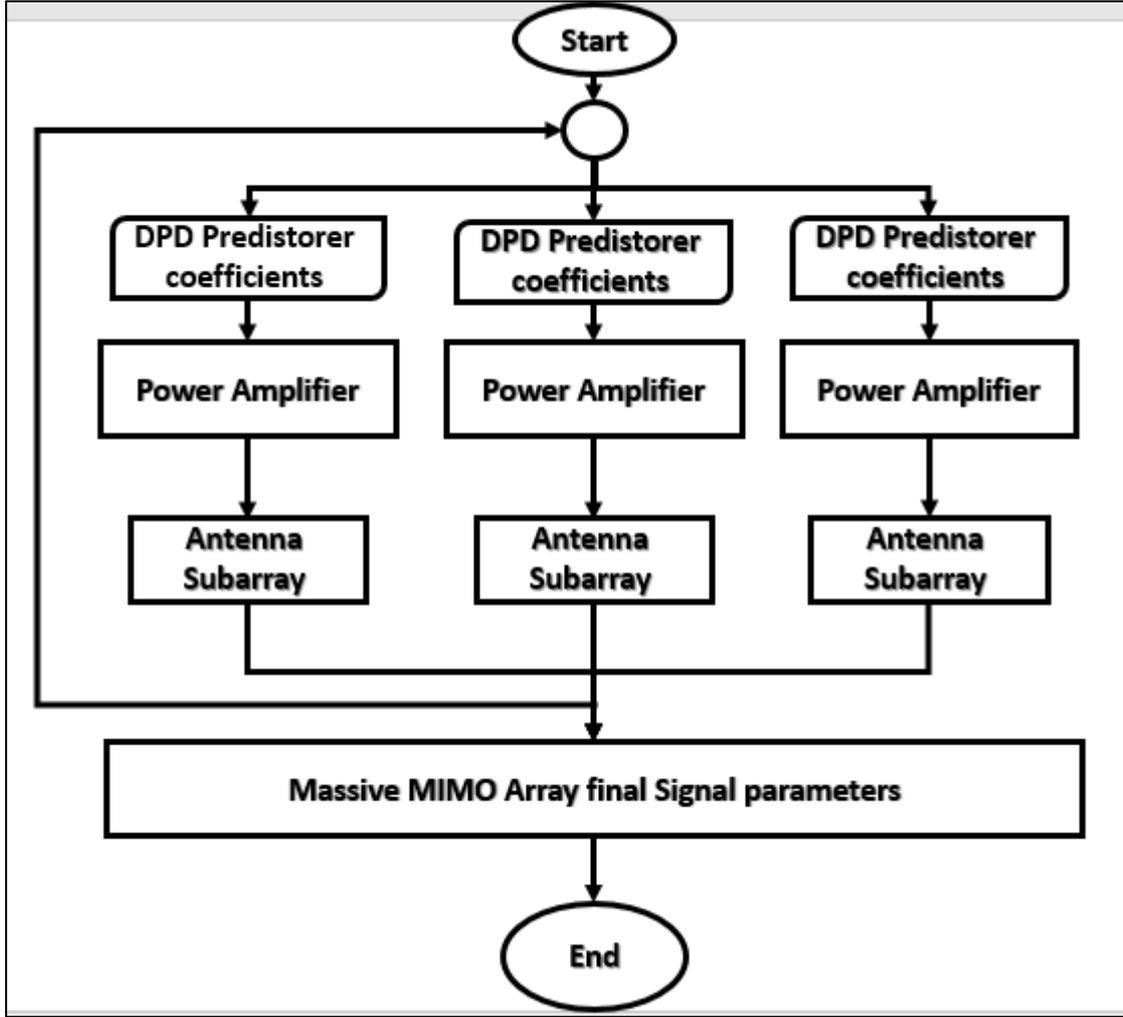


الشكل (٣) (A) خوارزمية BO-DPD قبل التحسين المقترح - (B) خوارزمية BO-DPD بعد التحسين المقترح.

يتم هنا تضخيم الإشارة لكل مصفوفة فرعية Sub-Array (الشكل (٣) (A)) وبالتالي فإن حلقة التغذية العكسية وفق مبدأ التحكم ستعطي نتائج تدريب أفضل منها في الحالة الأولى التي تكون فيها سلسلة التدريب متصلة بجميع مضخمات الاستطاعة.

### ٣-٣ - خوارزمية العمل المقترحة:

يبين الشكل (٤) المخطط التدفقي لخوارزمية العمل المقترحة المعدلة.

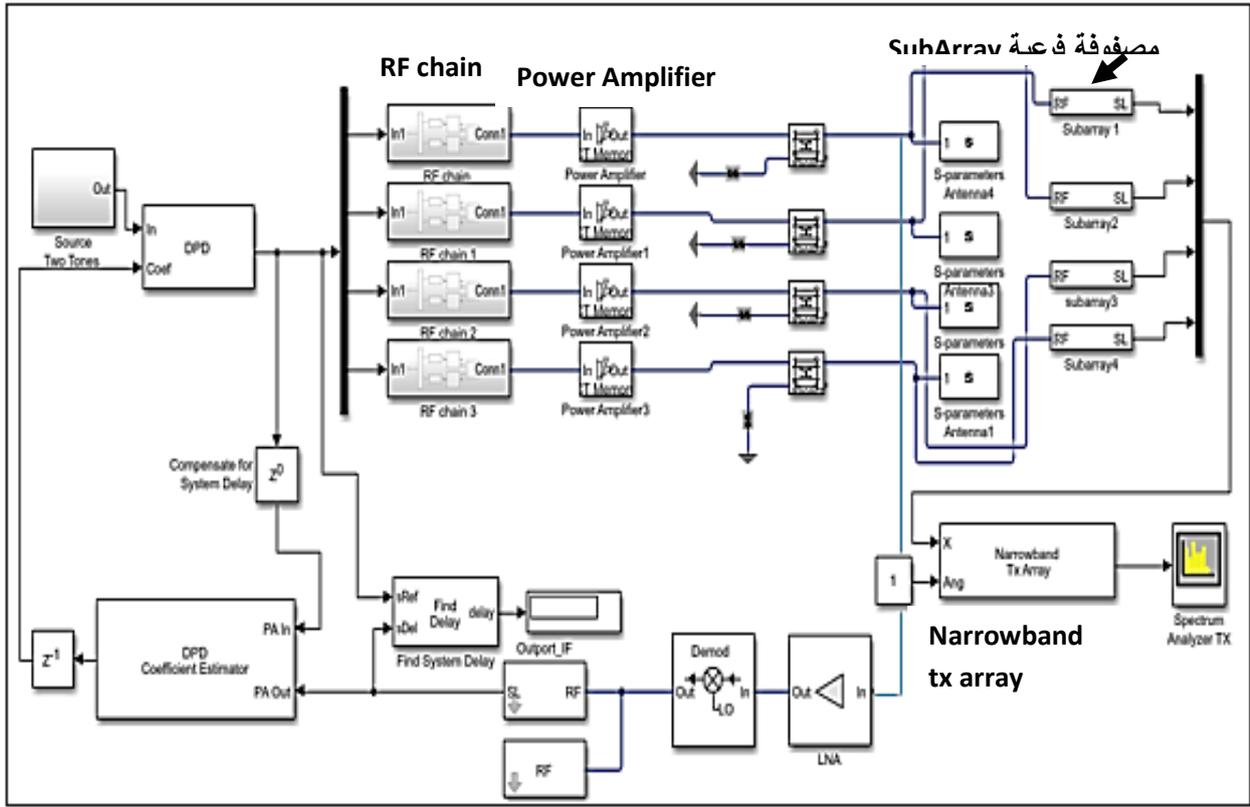


الشكل (٤) المخطط التدفقي لخوارزمية العمل المقترحة المعدلة.

نقوم بتطبيق خوارزمية BO-DPD المعدلة وفق المخطط التدفقي أعلاه حيث نخصص مضخم استطاعة لكل مصفوفة فرعية بدلاً منها لكل عنصر هوائي، وتكون بالتالي حلقة التغذية العكسية جاهزة لتدريب عدد أقل من المشوهات الرقمية مما يزيد من دقة تدريب المشوه الرقمي.

### ٣-٤ - نموذج المحاكاة:

قمنا بإجراء هذه المحاكاة على برنامج Matlab Simulink 2019a، ولتبسيط إجراء عملية المحاكاة تم تطبيق نظام صندوقي مكون من أربع سلاسل راديوية RF Chain ( $M=4$ ) متصلة إلى أربع مصفوفات فرعية تحتوي كل مصفوفة فرعية على ثمانية عناصر هوائيات ( $N=8$ ) ويقوم مولد بيانات بتوليد سلسلة بتات عشوائية كل ١٠٠ ميلي ثانية، ويبين الشكل (٥) النظام المقترح والذي قمنا بتصميمه في بيئة Matlab Simulink.



الشكل (٥) النظام المقترح للإرسال والاستقبال مع مصفوفة هوائي كثيف.

يمكننا الحصول على إشارة دخل المشوه الرقمي الذي خرجها عبارة عن دخل لمضخم الاستطاعة، من

خرج مضخم الطاقة بحسب العلاقة (١):

$$x_{in\_DPD}(n) = \frac{x_{out}(n)}{G} \quad (1)$$

حيث:

$x_{in\_DPD}(n)$  هي إشارة الدخل على دخل المشوه الرقمي DPD وتعطى بالعلاقة:

$$x_{in\_DPD}(n) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M g_{m,n}(t) x_{m,n}(t)$$

$$g_{m,n}(t) = p_{tx}(t - \frac{NT_0}{2}) e^{j2\pi F(t-NT_0)} e^{j\theta_{m,n}}$$

$x_{out}(n)$  هي خرج مضخم الاستطاعة المعبر عنها بالمعلاقة (٥) أدناه.

$$g_{m,n}(t)$$

الريخ الخطي عند العنصر  $n$  من المصفوفة  $m$  حيث  $M=4$  و  $N=8$ .

$$p_{tx}$$

استطاعة إرسال الهوائي.

وبحسب النمذجة السلوكية نعرّف التابع  $f$  المعبر عن علاقة خرج المضخم بدخله والذي يجب أن

يحقق المساواة الآتية:

$$f(x_{in}(n)) = x_{out}(n) \quad (2)$$

وعندها يكون التابع التحليلي المعبر عن المشوه الرقمي مساوياً للعلاقة الآتية:

$$f\left(\frac{x_{out}(n)}{G}\right) = x_{in}(n) \quad (3)$$

وتعتمد الطريقة

الأكثر شيوعاً في حساب التابع التحليلي للمشوه الرقمي على تعريف هذا التابع بشكل مباشر انطلاقاً من أنه يمكن حساب دخل وخرج المشوه الرقمي ببساطة من خلال قياس إشارة الدخل والخرج لمضخم الاستطاعة.

لنفترض الآن أن التابع  $f_i(x_i)$  يمثل النموذج الغير خطي لمضخم الاستطاعة في جهة الإرسال للإشارة الأساسية المرسلّة  $x_i$  عندئذ فإن الإشارة العقدية  $z_i$  المكافئة لهذه الإشارة على خرج مضخم الاستطاعة ذي الترتيب  $i$  ، وبالتالي فإن تابع المشوه الرقمي  $g_i(x_i)$  يجب أن يحقق العلاقة (٤):

$$z_i = f_i(g_i(x_i)) = G_0 x_i \quad (4)$$

حيث:

$G_0$

هي الريح الخطي linear gain المكافئ لمضخم استطاعة واحد متصل بمشوه خطي.

أما في نظامنا الحالي والمكون من أربعة مضخمات استطاعة فإن المعادلة العامة المعيرة عن المنظومة ككل فإنها تعطى بالعلاقة (٥):

$$x_{out}(n) = y(n) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^K w_{k,q} |x(n-q)|^{k-1} x(n-q) \quad (5)$$

حيث:

$x(n)$

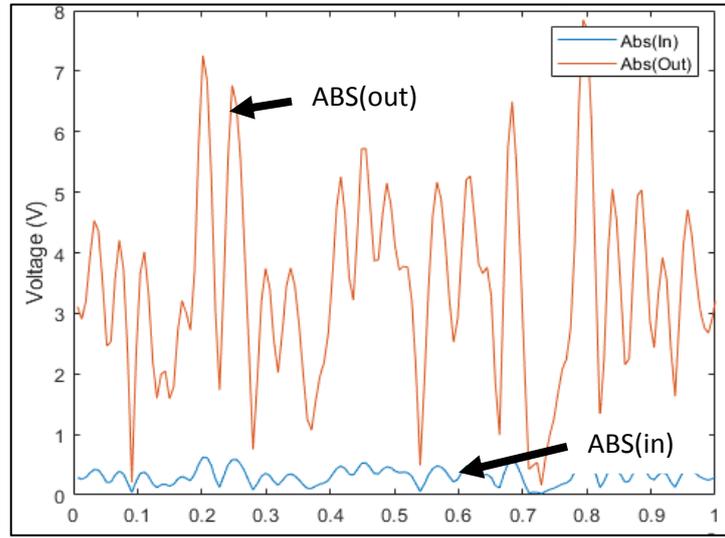
و  $y(n)$  هما إشارة الدخل والخرج على التوالي.

$w_{k,q}$

معامل كثير الحدود للمضخم ذو الترتيب  $k$  وتأخير  $q$  ، حيث  $K$  هي درجة اللاخطية و  $Q$  هي عمق الذاكرة memory depth للمضخم، وبمعنى آخر يمكن القول إن  $w_{k,q}$  تعبر عن معاملات النموذج الممثل لمضخم الاستطاعة الافتراضي اللحظي الذي يرسل في لحظة معينة إشارة التغذية العكسية للمشوه الرقمي، ومن هذا المعامل نلاحظ إنه كلما كان العدد  $K$  أصغر كلما كانت دورة العينات المأخوذة أقل وبالتالي نتائج أدق للتغذية العكسية.

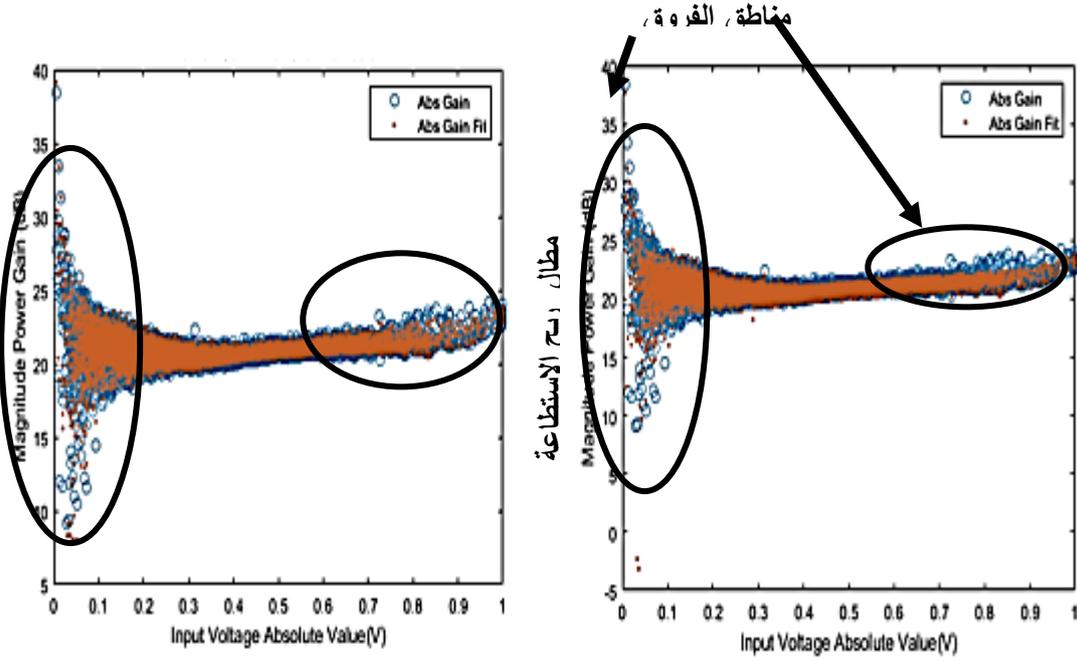
#### ٤ - النتائج والمناقشة:

قمنا بإجراء المحاكاة وفق نظام مصمم في بيئة MATLAB Simulink 2019a حيث يتكون النظام من هوائي مصفوفي كثيف مؤلف من أربع مصفوفات جزئي وتتصل كل مصفوفة جزئية إلى مضخم استطاعة وحيد ينتهي إلى سلسلة راديوية وحيدة، وتطبيق خوارزمية BO-DPD والخوارزمية المعدلة منها، نقوم بالمقارنة فيما بينهما وفق سيناريوهين منفصلين والهدف النهائي هو التخفيف من تشوه الإشارة المرسله النهائية للهوائي الكثيف ككل بدلاً من التركيز على التخفيف من التشوه الحاصل على خرج كل مضخم استطاعة منفصل، ويتم عبر نموذج المحاكاة حساب مصفوفة معاملات المشوه الرقمي ولاحظنا من خلال بحثنا وبعد عملية جمع النتائج تحسن في اتجاهية الوريقة الرئيسية و خطية مضخم الاستطاعة، ويبين الشكل (٦) جهد إشارة دخل وخرج مضخم الاستطاعة قبل استخدام المشوه الرقمي حيث نلاحظ أن مضخم الاستطاعة يضخم جهد إشارة الدخل إلى مستويات أعلى من ناحية مطال الإشارة، تحافظ المضخمات ذات الجودة العالية على شكل إشارة الدخل دون تشويه.



الشكل (٦) قيم مطال الجهد لإشارتي دخل وخرج مضخم الاستطاعة بدون مشوه رقمي DPD.

فيما يبين الشكل (٧-ب) تابع النقل لربح الاستطاعة المعبر عن ربح تضخيم الإشارة الكلية للهوائي عند استخدام مضخم استطاعة لكل عنصر هوائي والشكل (٧-أ) يعبر عن تابع نقل ربح الاستطاعة عند استخدام مضخم إشارة لكل مصفوفة هوائيات فرعية، ونلاحظ أن أطراف التابع تحتوي على تشتت وتباعد في الاستطاعة ناتج عن تأثير الذاكرة الذي يؤثر به المضخم على إشارة الدخل، كما يمكن ملاحظة أن التشتت أقل بحوالي 1-2dB عنه عند استخدام مضخم لكل عنصر هوائي، وتمثل الدوائر مناطق الفروق الواضحة بين الشكلين حيث ABSin Gain هي الربح قبل تطبيق المشوه الرقمي DPD و ABS gain fil الربح بعد تطبيقه.



(b) استخدام مضخم لكل عنصر هوائي.

(a) استخدام مضخم لكل مصفوفة فرعية

الشكل (٧) تابع نقل ربح الاستطاعة.

وبقياس النقطة المعترضة الثالثة (IP3) Third Order Intercept التي تلعب دوراً مهماً هنا في توصيف فعالية مضخم الاستطاعة (وهي نسبة تعبر عن خاصية من خواص تابع النقل والذي يرتبط بمستوى جهد خرج الإشارة مقسوماً على مستوى جهد دخل الإشارة ويعبر عنها بالعلاقة :

$$IP3 = V^2 = \frac{4G}{3D_3}$$

حيث:

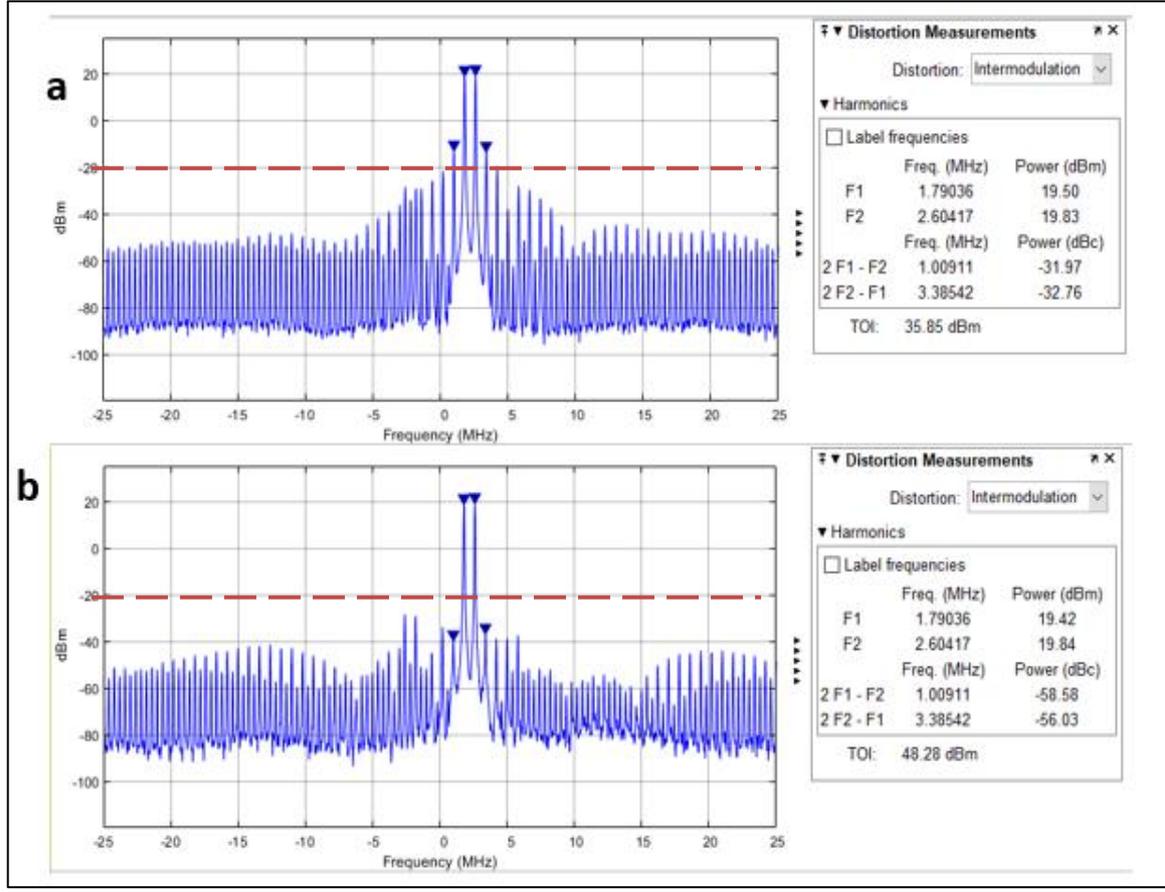
- V هو جهد الخرج

- G هو ربح المضخم

-  $D_3$  هو التشويه التكعيبي للإشارة

نلاحظ من الشكلين (8-a) و (8-b) أن هذه القيمة قد تحسنت من 35.85dBm إلى حوالي

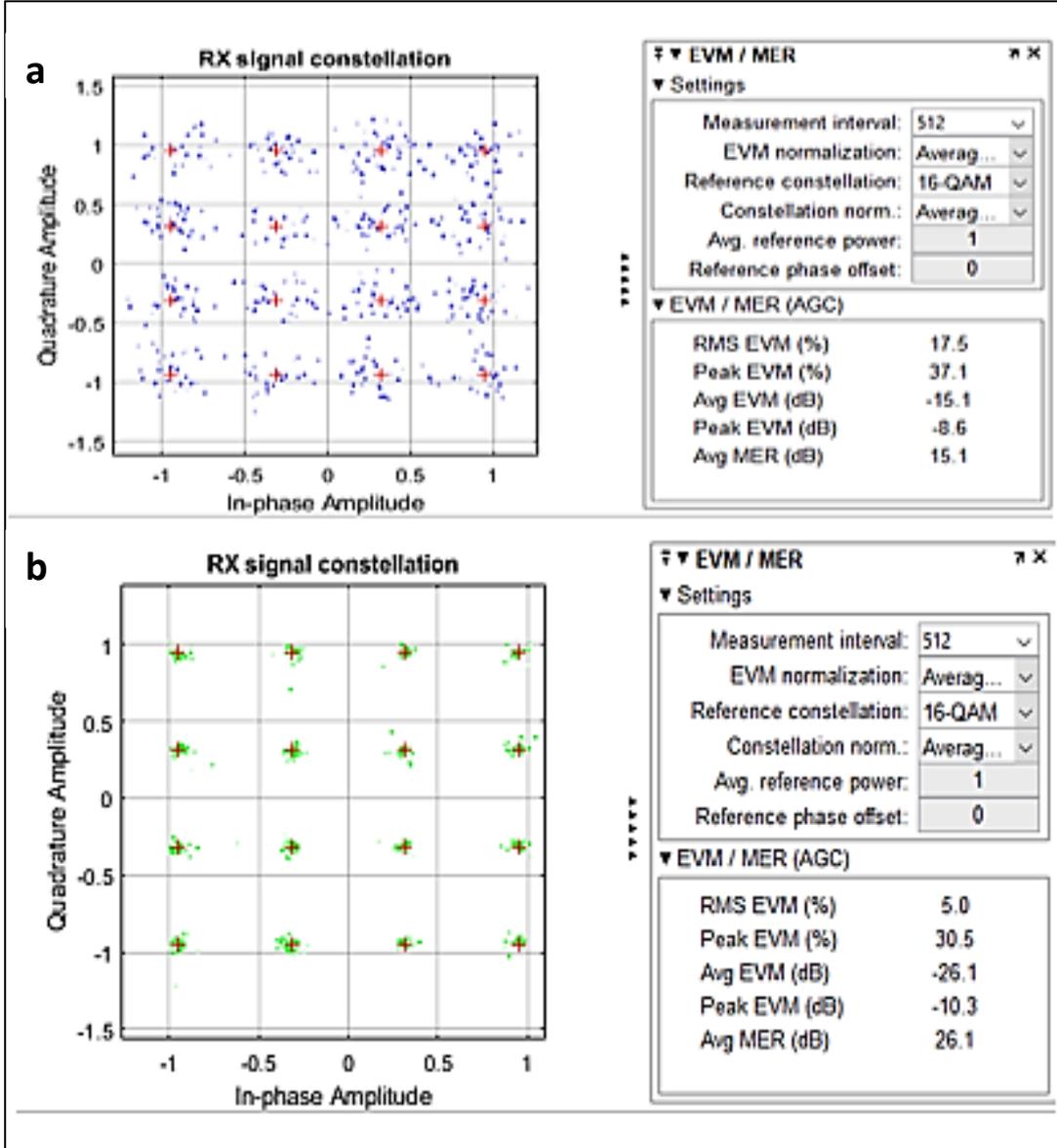
48.28dBm بعد إجرائنا التحسين المقترح على خوارزمية BO-DPD.



الشكل (٨) طيف الإشارة وقياس النسبة IP3 قبل التعديل و b بعد التعديل.

نلاحظ من الشكلين السابقين أن النسبة IP3 قد تحسنت بمقدار 13dbm تقريباً وهذا يعني أن الإشارة الأصلية قد اقتربت من ترتيبها الثالث بمقدار 10dbm وها يعني تشتت أقل في الإشارة عند انتشار موجياتها المترافقة معها وهذا يدل على أن التعديل المقترح قد خفض من التشتت في الإشارة الكلية وهو بدوره يدل على أن خطية المضخمات المستخدمة قد تحسنت.

وباستخدام التعديل 16-QAM تعطي نسبة خطأ التعديل Modulation Error Ratio (MER) معياراً هاماً يحدد مدى فعالية عملية تحسين الخطية لمضخمات الاستطاعة ضمن النظام، وبملاحظة الشكل (٩) نلاحظ أن النسبة MER قد تحسنت من 15.1dB الشكل (9-a) إلى 26.1dB الشكل (9-b) بعد إجراء التحسين المقترح على خوارزمية BO-DPD.



الشكل (٩) مخطط رشقات الإشارة a قبل التعديل المقترح و b بعد التعديل المقترح

نلاحظ من الشكل السابق أن نسبة خطأ التعديل قد طرأ عليها تحسن ملحوظ وهذا يظهر بشكل واضح من خلال أن الإشارة تعاني من تشتت أقل بعد إجراء التعديل المقترح وهذا يعود إلى تحسن حلقة التغذية العكسية وبالتالي فإن المشوه الرقمي قد ازدادت قدرته على توقع التشوه وعكسه بشكل أفضل وبالتالي التخفيف من تأثير الذاكرة بشكل أفضل.

وبين الجدول (١) تلخيصاً للبارامترات المدروسة والتغير الحاصل ومدى التحسن الذي تم على البارامترين المذكورين.

الجدول (1) نتائج المحاكاة للمقارنة بين أداء النظام المقترح قبل وبعد التعديل المقترح من خلال البارامترين MER IP3.

	Third Order Intercept (IP3) dBm	Modulation Error Ratio (MER) dB
قبل تعديل الخوارزمية BO-DPD	35.85	15.1
بعد تعديل الخوارزمية BO-DPD	48.28	26.1

### ٥- الاستنتاجات والتوصيات المستقبلية:

قمنا بتطبيق نظام مكون من ٤ مصفوفات فرعية كل منها متصل بسلسلة راديوية واحدة وقمنا بدراسة خطية مضخمات الاستطاعة المستخدمة في جهة المرسل في محاولة لتحسين خطيتها قدر الإمكان وباستخدام خوارزمية BO-DPD التي تربط خرج كل المضخمات مجتمعة إلى مشوه رقمي DPD وحيد وبالتالي التخفيف من تعقيد بنية النظام والهوائي المرسل، وبالتالي من أجل تحسين هذه الخوارزمية قمنا باقتراح تخفيض عدد المضخمات المتصلة إلى عناصر الوائي من أجل زيادة دقة حلقة التغذية العكسية حسب مبادئ التحكم الآلي الأساسية وقمنا بمراقبة نتائج مقترحاتنا باستخدام بارامترين أساسيين هما IP3 و MER للإشارة المرسل على خرج الهوائي وكانت النتائج تشير إلى تحسن في إشارة الخرج من ناحية انخفاض التشتت و تحسن في خطأ التعديل MER وهذا يشير إلى زيادة في خطية مضخمات الاستطاعة المستخدمة نتيجة تحسن أداء المشوه الرقمي بفعل تحسن دقة حلقة التغذية العكسية، وينتهي بحثنا إلى أنه يمكن للباحثين متابعة إجراء التحسين على خوارزمية BO-DPD من نواحي أخرى كتغيير دقة المزيحات الطورية المستخدمة، أو بتغيير آلية عمل الخوارزمية كأن نضيف حلقات تغذية عكسية وفق مراحل متعددة بدلاً من الاعتماد على حلقة وحيدة.

## ٦- المراجع:

- [1] X. Huang, Y.J. Guo, J. Bunton, A hybrid adaptive antenna array, IEEE Trans. Wirel. Commun. 9 (5) (2010) 1770–1779.
- [2] R. Summers, M. Yeary, H. Sigmarsson and R. Rincon, "Adaptive digital predistortion for radar applications using convex optimization", 2020 IEEE International Radar Conference RADAR 2020, pp. 816-820, 4 2020.
- [3] Z. Dunn, M. Yeary, C. Fulton and N. Goodman, "Wideband digital predistortion of solid-state radar amplifiers", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 52, no. 5, pp. 2452-2466, Oct. 2016.
- [4] T.S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G.N. Wong, J.K. Schulz, M. Samimi, F. Gutierrez, Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work! IEEE Access 1 (2013) 335–349.
- [5] R.J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, Artech House, Norwood, MA, 2005.
- [6] W.R. Deal, N. Kaneda, J. Sor, Q.Y. Qian, T. Itoh, A new quasi-Yagi antenna for planar active antenna arrays, IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 0018-9480, 48 (6) (2000) 910–918.
- [7] V. Dyadyuk, X. Huang, L. Stokes, J. Pathikulangara, A.R. Weily, N. Nikolic, J. D. Bunton, Y. Jay Guo, Adaptive antenna arrays for ad-hoc millimetre-wave wireless communications, in: M. Khatib (Ed.), Advanced Trends in Wireless Communications, InTech, ISBN: 978-953-307-183-1, 2011. Available from: <http://www.intechopen.com/books/advanced-trends-in-wireless-communications/adaptive-antenna-arrays-for-ad-hoc-millimetre-wave-wireless-communications>.
- [8] N. Nikolic, A.R. Weily, Compact E-band planar quasi-Yagi antenna with folded dipole driver, IET Microw. Antennas Propag. 4 (11) (2010) 1728–1734.
- [9] A.R. Weily, N. Nikolic, Circularly polarized stacked patch antenna with perpendicular feed substrate, IEEE Trans. Antennas Propag. 61 (10) (2013) 5274–5278.
- [10] A. Natarajan, S.K. Reynolds, M. Tsai, et al., A fully-integrated 16-element phased-array receiver in SiGe BiCMOS for 60-GHz communications, IEEE J. Solid State Circuits 46 (5) (2011) 1059–1075.
- [11] S. Drago, M.C.A. van Schie, A.J.M. de Graauw, et al., A 60 GHz wideband low noise eight-element phased array RX front-end for beam steering communication applications in 45 nm CMOS, in: IEEE RFIC Symposium, 2012.
- [12] W. Roh, J.-Y. Seol, J. Park, B. Lee, J. Lee, Y. Kim, J. Cho, K. Cheun, F. Aryanfar, Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results, IEEE Commun. Mag. 52 (2) (2014) 106–113.